

P20363.P04

RS
4
6-22-01
JCS62 U.S. PTO
09/734670
12/13/00

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

Applicant :S.-W. CHOI

Serial No. :Not Yet Assigned

Filed :Concurrently Herewith

For :SIGNAL PROCESSING METHOD FOR USE IN AN ARRAY ANTENNA SYSTEM
IN CDMA MOBILE TELECOMMUNICATIONS NETWORK AND RECORDING
MEDIUM THEREFOR

CLAIM OF PRIORITY

Commissioner of Patents and Trademarks
Washington, D.C. 20231

Sir:

Applicant hereby claims the right of priority granted pursuant to 35 U.S.C. 119 based upon Korean Application No. 1999 58065, filed December 15, 1999. As required by 37 C.F.R. 1.55, a certified copy of the Korean application is being submitted herewith.

Respectfully submitted,
S.-W. CHOI

Leslie J. Bernstein Reg. No. 33,329
Bruce H. Bernstein
Reg. No. 29,027

December 12, 2000
GREENBLUM & BERNSTEIN, P.L.C.
1941 Roland Clarke Place
Reston, VA 20191
(703) 716-1191

JC862 U.S. PRO
09/734670



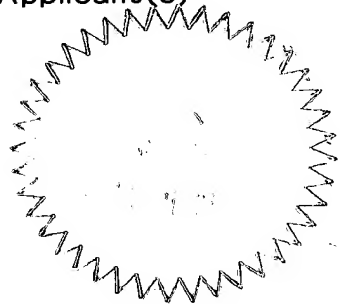
별첨 사본은 아래 출원의 원본과 동일함을 증명함.

This is to certify that the following application annexed hereto is a true copy from the records of the Korean Industrial Property Office.

출원 번호 : 특허출원 1999년 제 58065 호
Application Number

출원 년 월 일 : 1999년 12월 15일
Date of Application

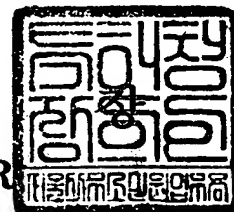
출원인 : (주)한텔 외 1명
Applicant(s)



2000 년 11 월 17 일

특 허 청

COMMISSIONER



출력 일자: 2000/11/22

【서류명】	출원인명의변경신고서
【수신처】	특허청장
【제출일자】	2000.10.19
【구명의인】	
【성명】	최승원
【출원인코드】	419980336982
【신명의인】	
【성명】	주식회사 세스텍
【출원인코드】	120000263091
【신명의인】	
【성명】	(주)한텔
【출원인코드】	119990457782
【대리인】	
【성명】	특허법인 신성 박해천
【대리인코드】	919980002234
【대리인】	
【성명】	특허법인 신성 원석희
【대리인코드】	919980004441
【대리인】	
【성명】	특허법인 신성 정지원
【대리인코드】	920000002923
【사건의 표시】	
【출원번호】	1019990058065
【출원일자】	1999.12.15
【발명(고안)의 명칭】	코드분할다중접속방식 이동통신망을 위한적응배열안테나시스템의 신호처리 방법 및 그 기록매체
【변경원인】	전부양도
【취지】	특허법 제38조제4항·실용신안법 제20조·의장법 제24조 및 상표법 제12조제1항의 규정에 의하여 위와 같이 신고합니다
【수수료】	13000
【첨부서류】	양도증 1통 인감증명서(동일자 제출되는 출원인명의변경신청 특허출원 제98-57416호에 첨부된 인감증명서를 원용함)1통 기타 법령에서 정한 증명서류(위임장(양도인, 양수인))3통

【서류명】 특허출원서
【권리구분】 특허
【수신처】 특허청장
【제출일자】 1999. 12. 15
【발명의 명칭】 코드분할다중접속방식 이동통신망을 위한 적응배열안테나 시스템의 신호처리 방법 및 그 기록매체
【발명의 영문명칭】 SIGNAL PROCESSING METHOD OF ARRAY ANTENNA SYSTEM FOR CDMA MOBILE TELECOMMUNICATION NETWORK
【출원인】
【성명】 최승원
【출원인코드】 4-1998-033698-2
【대리인】
【성명】 원석희
【대리인코드】 9-1998-000444-1
【대리인】
【성명】 박해천
【대리인코드】 9-1998-000223-4
【발명자】
【성명의 국문표기】 최승원
【성명의 영문표기】 CHOI, Seung Won
【주민등록번호】 570523-1024312
【우편번호】 133-070
【주소】 서울특별시 성동구 행당동 17 한양대학교 전자통신과
【국적】 KR
【우선권주장】
【출원국명】 KR
【출원종류】 특허
【출원번호】 10-1999-0003115
【출원일자】 1999.01.30
【증명서류】 첨부
【취지】 특허법 제42조의 규정에 의하여 위와 같이 출원합니다. 대리인 원석희 (인) 대리인 박해천 (인)

【수수료】

【기본출원료】 20 면 29,000 원

【가산출원료】 20 면 20,000 원

【우선권 주장료】 1 건 26,000 원

【심사청구료】 0 항 0 원

【합계】 75,000 원

【감면사유】 개인 (70%감면)

【감면후 수수료】 40,700 원

【첨부서류】 1. 요약서·명세서(도면)_1통 2. 위임장_1통

【요약서】**【요약】**

본 발명은 코드분할다중접속방식 이동통신망을 위한 적응배열안테나시스템의 신호 처리 방법 및 그를 실현시키기 위한 프로그램이 수록된 컴퓨터로 판독가능한 기록매체에 관한 것으로, 기지국과 단말기간의 신호 송수신시 타겟단말기 방향으로만 송수신 이득을 최대화시킴에 있어서 간단화된 계산과정을 통해 이상적인 빔패턴을 형성하는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법을 제공하기 위해, 배열안테나의 출력파워를 각각의 위상에 대해 그래디언트하여 그 결과값의 부호에 따라 적응이득의 증감을 결정하고 각각의 안테나 위상에 보상해 주면서 새로운 위상을 갱신해 준 다음 그에 따라 웨이트도 최종 결정하여 안테나 소자들 각각에 유기되는 신호에 웨이트값을 가해주는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법을 제공하여, 주어진 대역폭내에서 셀당 통신용량을 획기적으로 증가시키면서 통신품질도 향상시킬 수 있도록 한다.

【대표도】

도 2

【색인어】

코드분할다중접속, 적응배열, 안테나, 신호처리, 타겟 단말기

【명세서】**【발명의 명칭】**

코드분할다중접속방식 이동통신망을 위한 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법 및 그 기록매체{SIGNAL PROCESSING METHOD OF ARRAY ANTENNA SYSTEM FOR CDMA MOBILE TELECOMMUNICATION NETWORK}

【도면의 간단한 설명】

도 1은 본 발명이 적용되는 코드분할다중접속방식(CDMA) 이동통신망의 1차원 배열 안테나시스템 일예시도,

도 2는 상기 도 1과 같은 1차원 배열안테나시스템에서 이상적인 빔패턴을 형성하기 위한 신호처리 방법의 일실시예 흐름도,

도 3은 본 발명이 적용되는 CDMA 이동통신망의 2차원 배열안테나시스템의 일예시도

도 4는 상기 도 3과 같은 2차원 배열안테나시스템에서 이상적인 빔패턴을 형성하기 위한 신호처리 방법의 일실시예 흐름도.

*** 도면의 주요 부분에 대한 부호의 설명**

10 : 배열안테나 소자

20 : 다운컨버터 및 디모듈레이터

30 : 곱셈기

40 : 덧셈기

【발명의 상세한 설명】**【발명의 목적】****【발명이 속하는 기술분야 및 그 분야의 종래기술】**

- <8> 본 발명은 코드분할다중접속(CDMA)방식 이동통신망 기지국에 구비되는 적응배열안테나시스템의 신호처리기술에 관한 것으로, 특히 기지국과 단말기간의 신호 송수신시 타겟단말기 방향으로 송수신 이득을 최대화시켜 빔패턴을 형성하고 또한 각 타겟단말기의 이동에 따라서도 그 이동방향으로 빔패턴을 최적화시키기 위한 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법 및 그 기록매체에 관한 것이다.
- <9> 일반적으로 무선통신시 수신되는 신호에는 원하는 신호(이하 '원신호'라함)와 간섭신호가 함께 존재하며, 통상 한 개의 원신호에 대해 다수의 간섭신호가 존재한다. 이러한 간섭신호에 의한 통신왜곡의 정도는 원신호전력 대 여타의 모든 신호전력의 합에 의해 결정되므로, 원신호의 레벨이 간섭신호 각각의 레벨보다 현저히 높은 경우에도 간섭신호의 수가 많으면 간섭신호의 전체 전력이 커져 통신왜곡이 발생하게 된다. 종래의 경우는 이러한 왜곡으로 인해 원신호의 정보재생을 매우 어렵게 만드는 심각한 문제점을 내포하고 있었다.
- <10> 한편, 전술한 문제점을 개선하기 위한 방편으로, 이미 배열안테나(Active phased array antenna)를 이용하는 기술이 제안되어 있으며, 배열 안테나를 이루고 있는 각 안테나 소자에 적절한 웨이트 값을 구하여 곱하거나 또는 그 웨이트 값의 위상만큼 위상지연을 부가하여 원신호가 위치한 방향으로는 최대의 이득을 주고 각 간섭신호의 방향으로 는 최소의 이득을 주어 간섭신호의 영향을 최소화하고자 하는 취지로 여러가지 방안이

연구되고 있다.

<11> 본 발명에서 배열 안테나를 설계한다는 것은, 배열 안테나를 구성하고 있는 각각의 안테나 소자에 유기되는 신호에 곱해져야 할 웨이트 값, 혹은 각각의 안테나 소자에 유기되는 신호에 부가되어야 할 위상지연 값을 결정하는 것을 의미한다.

<12> 상기한 바와 같은 웨이트값 또는 위상지연값을 구하는 방법으로도 이미 여러가지가 제시되어 있는데, 기존의 대부분 알고리즘은 고유치 분리법(Eigenvalue Decomposition)에 근간을 두고 있다. 그러나 고유치 분리법에 의한 방법들은 정확한 해를 구할 수는 있지만, 계산량이 많아 실시간 처리를 요하는 이동통신분야에는 그 적용이 어렵다. 또한 오차최소평균자승법(Least Mean Square Error) 알고리즘을 적용하면 전술한 고유치 분리법보다 계산량을 줄일수 있기 때문에 실시간 처리에 상대적으로 많은 가능성이 있을 보이지만 이 방법은 기준신호(Reference Signal)를 수신측에서 알아야 한다는 부담을 가지고 있다.

<13> 한편, 기존의 비선형 온-오프(Nonlinear on-off) 알고리즘은, 어레이 안테나의 출력파워와 각 소자의 위상에 위상이득을 더한 출력파워와의 차이를 비교하여, 그 결과 양(+)이면 그 소자의 위상을 일정량만큼 증가시키고, 음(-)이면 그 소자의 위상을 일정량만큼 감소시킨다. 이러한 비선형 온-오프 알고리즘 기술은 참고문헌 [T. Denidni and G. Y. Delisle, 'A Nonlinear Algorithm for Output Power Maximization of an Indoor Adaptive Phased Array,' IEEE Electronmagnetic Compatibility, vol. 37, no.2, pp. 201-209, May, 1995.] 등에 상세히 소개되어 있다.

<14> 그러나 기존의 비선형 온-오프(Nonlinear on-off)방법에서는 신호의 환경이 변할 때 위상이득의 크기를 어느 정도로 정해야 하는지 어려움이 있고, 위상이득으로 생기는

출력파워의 증감에 대한 오류가 발생하는 문제점이 있다. 또한 상기 종래의 비선형 온-오프 알고리즘은 각각의 안테나 위상에 대한 파워증감을 조사하여 각 안테나의 위상지연값을 독립적으로 결정하는 방법으로서 1차원 선형배열안테나의 경우 출력파워값 계산시 $O(2N^2)$ 의 계산량이 필요하고, 스냅샷당 빔형성과정의 계산량이 $O(2N^2+2N)$ 으로 많은 계산 부담을 준다.

<15> 따라서, 전술한 종래의 비선형 온-오프 알고리즘은 실제의 통신환경에 적용하고자 할 때, 무엇보다도 많은 계산이 요구되고, 위상지연벡터 계산시에는 적응이득 값(μ) 결정외에 적절한 위상이득값($\Delta\theta$)도 결정해야 하는 어려운 점이 있어, 실제적으로 통신에 적용하기가 불가능하며, 더욱이 통신환경이 시변환(Time-variant)인 경우에는 구하려는 위상지연값이나 웨이트값이 계속 바뀌어야 하므로 실시간처리가 사실상 불가능해지는 문제점이 여전히 존재한다.

<16> 특히, 무선통신 가입자 수가 급격히 증가하는 근래의 상황을 고려할 때, 수용 가입자수를 효과적으로 증대시키기 위해서는 실시간처리가 가능하면서도 이상적인 빔패턴을 보다 간단하게 구할 수 있는 실용적인 신호처리기술이 더욱더 절실히 요구되고 있다.

【발명이 이루고자 하는 기술적 과제】

<17> 본 발명은 종래의 제반 문제점들을 효과적으로 해결하기 위해 안출된 것으로서, 기지국과 단말기간의 신호 송수신시 타겟단말기 방향으로만 송수신 이득을 최대화시키는 빔패턴을 형성하고 또한 각 타겟단말기의 이동에 따라서도 그 이동방향으로 빔패턴을 최적화시키되, 간단화된 계산과정을 통해 이상적인 빔패턴을 형성하는 CDMA 적응배열안테

나시스템의 신호처리 방법 및 그를 실현시키기 위한 프로그램이 수록된 컴퓨터로 판독가능한 기록매체를 제공하는데 그 목적이 있다.

<18> 또한, 본 발명은 배열안테나의 출력파워를 각각의 위상에 대해 그래디언트하여 그 결과값의 부호에 따라 적응이득의 증감을 결정하고 각각의 안테나 위상에 보상해 주면서 새로운 위상을 갱신하고 그에 따라 웨이트도 최종 결정하여 안테나 소자들 각각에 유기되는 신호에 웨이트값을 가해주는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법 및 그를 실현시키기 위한 프로그램이 수록된 컴퓨터로 판독가능한 기록매체를 제공하는데 그 목적이 있다.

<19> 특히, 본 발명은 N-by-1 (여기서 N은 안테나 갯수임) 안테나 배열의 1차원 배열안테나 뿐만아니라, N-by-N (여기서 N은 안테나 갯수임) 안테나 배열형태의 2차원 배열안테나 모두에 적용할 수 있는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법 및 그를 실현시키기 위한 프로그램이 수록된 컴퓨터로 판독가능한 기록매체를 제공하는데 그 목적이 있다.

【발명의 구성 및 작용】

<20> 상기 목적을 달성하기 위하여 본 발명은, 코드분할다중접속방식(CDMA) 이동통신망을 위한 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법에 있어서, 웨이트 벡터와, 스냅샷 인덱스(Snapshot index)를 초기화하는 제 1 단계; 매 스냅샷마다 배열안테나의 출력파워를 각각의 위상에 대해 그래디언트하여 그 결과값의 부호에 따라 적응이득의 증감을 결정하고 각각의 안테나 위상에 보상해 주면서 새로운 위상을 갱신하는 제 2 단계; 및 매 스

냅샷마다 상기 제 2 단계의 결과에 따라 웨이트값을 결정하여 상기 안테나 소자들 각각에 유기되는 신호에 가해주는 제 3 단계를 포함하는 것을 특징으로 한다.

<21> 또한, 상기 목적을 달성하기 위하여 본 발명은, 코드분할다중접속방식(CDMA) 이동통신망을 위한 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법에 있어서,

<22> 웨이트 벡터를 임의의 값으로 초기화하고, 스냅샷 인덱스(Snapshot index)를 초기화하는 제 1 단계;

<23> 신호가 수신되면, 그에대한 출력신호를 하기 수학식에 따라 계산하는 제 2 단계;

<24>
$$y = \underline{w}^H \cdot \underline{x}$$

<25> 각 안테나소자의 출력파위에 대한 그래디언트값을 하기 수학식에 따라 계산하는 제 3 단계;

<26>
$$\nabla_m P = \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} = -j x_m w_m^* y^*$$

<27> 상기 각 안테나소자의 출력파위에 대한 그래디언트의 부호를 판별하여 적응이득값의 증감을 결정하고, 상기 수학식과 같이 현재의 안테나 위상지연벡터값에 더하여 새로운 위상지연벡터값으로 갱신하는 제 4 단계;

<28>
$$\underline{\phi}_{n+1} = \underline{\phi}_n + \mu \cdot \text{sign}(\underline{\nabla} P)$$

<29> 상기 갱신된 위상지연벡터를 이용해 하기 수학식과 같이 웨이트 벡터를 갱신하는 제 5 단계;

<30>
$$\underline{w}_{n+1} = e^{j \underline{\phi}_{n+1}}$$

- <31> 다음 신호가 수신되면, 상기 제 2 단계 내지 제 5 단계의 수행을 반복하는 제 6 단계를 더 포함하여, 매 스냅샷마다 수신되는 신호에 대해 신호처리를 수행하는 CDMA 적응 배열안테나시스템의 신호처리 방법을 제공한다.
- <32> 또한, 상기 목적을 달성하기 위하여 본 발명은, 기지국과 단말기간의 신호 송수신시 타겟단말기 방향으로만 송수신 이득을 최대화시키기 위해, 프로세서를 구비한 CDMA 적응배열안테나시스템에, 웨이트 벡터와, 스냅샷 인덱스(Snapshot index)를 초기화하는 제 1 기능; 매 스냅샷마다 배열안테나의 출력파워를 각각의 위상에 대해 그래디언트하여 그 결과값의 부호에 따라 적응이득의 증감을 결정하고 각각의 안테나 위상에 보상해주면서 새로운 위상을 갱신하는 제 2 기능; 및 매 스냅샷마다 상기 제 2 단계의 결과에 따라 웨이트값을 결정하여 상기 안테나 소자들 각각에 유기되는 신호에 가해주는 제 3 기능을 실현시키기 위한 프로그램이 수록된 컴퓨터로 판독가능한 기록매체를 제공한다.
- <33> 또한, 상기 목적을 달성하기 위하여 본 발명은, 기지국과 단말기간의 신호 송수신시 타겟단말기 방향으로만 송수신 이득을 최대화시키기 위해, 프로세서를 구비한 CDMA 적응배열안테나시스템에,
- <34> 웨이트 벡터를 임의의 값으로 초기화하고, 스냅샷 인덱스(Snapshot index)를 초기화하는 제 1 기능;
- <35> 신호가 수신되면, 그에대한 출력신호를 하기 수학식에 따라 계산하는 제 2 기능;
- <36>
$$y = \underline{w}^H \cdot x$$
- <37> 각 안테나소자의 출력파워에 대한 그래디언트값을 하기 수학식에 따라 계산하는 제 3 기능;

<38>

$$\nabla_m P = \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} = -j x_m w_m^* y^*$$

<39>

상기 각 안테나소자의 출력파위에 대한 그래디언트의 부호를 판별하여 적응이득값의 증감을 결정하고, 상기 수학식과 같이 현재의 안테나 위상지연벡터값에 더하여 새로운 위상지연벡터값으로 갱신하는 제 4 기능;

<40>

$$\underline{\phi}_{n+1} = \underline{\phi}_n + \mu \cdot \text{sign}(\underline{\nabla} P)$$

<41>

상기 갱신된 위상지연벡터를 이용해 하기 수학식과 같이 웨이트 벡터를 갱신하는 제 5 기능;

<42>

$$\underline{w}_{n+1} = e^{j \underline{\phi}_{n+1}}$$

<43>

다음 신호가 수신되면, 상기 제 2 기능 내지 제 5 기능을 반복하는 제 6 기능

<44>

을 실현시키기 위한 프로그램이 수록된 컴퓨터로 판독가능한 기록매체를 제공한다.

<45>

이하, 첨부된 도면을 참조하여 본 발명에 따른 바람직한 실시예를 상세히 설명하기로 한다.

<46>

< 1차원 최적 배열 안테나 설계 >

<47>

우선, 본 발명에 의한 1차원 최적 배열 안테나 설계에 관하여 살펴보기로 하자.

<48>

도 1은 본 발명이 적용되는 코드분할다중접속방식(CDMA) 이동통신망의 1차원 배열

안테나시스템 일예시도이고, 도 2는 상기 도 1과 같은 1차원 배열안테나시스템에서 이상적인 빔패턴을 형성하기 위한 신호처리 방법의 일실시에 흐름도이다.

<49> 상기 도 1을 참조하면, 다수(M 개)의 신호 $S_1(t), S_2(t), \dots, S_M(t)$ 가 N 개의 수신배열안테나에 입사되는 신호환경이 개념적으로 묘사되어 있다. 도면에서 10은 배열안테나 소자, 20은 다운컨버터 및 디모듈레이터, 30은 곱셈기, 40은 덧셈기를 각각 나타낸 것이다. 그리고, $X_m(t)$ 는 m 번째 안테나에 유기된 신호이고, w_m 는 원하는 빔패턴을 형성시키기 위해 상기 m 번째 안테나 소자에 유기된 신호에 가하는 복소 웨이트 벡터이며, $y(t)$ 는 상기 배열 안테나의 출력을 나타낸 것이다.

<50> 여기서 상기 배열안테나의 출력 $y(t)$ 는 다음의 수학식1과 같이 나타낼 수 있다.

<51> 【수학식 1】

$$y = \underline{w}^* \cdot \underline{x} = \sum_{m=1}^M w_m^* x_m \quad (\text{단, } w_m^* \text{는 } w_m \text{의 복소공액임})$$

<52> 상기 수학식1은 배열안테나가 선형배열일 경우를 예로서 나타낸 것이나, 본 발명기술은 이에 한하지 않고, 그 배열 형태에 관계없이 최적의 빔패턴 형성에 유효하게 사용될 수 있다.

<53> 배열안테나시스템에서의 신호처리 기술의 핵심은, 전술한 바와 같이 배열안테나를 구성하고 있는 각각의 안테나 소자에 유기되는 신호에 곱해져야할 복소이득을 구하여 정하거나, 또는 각각의 안테나 소자에 유기되는 신호에 부가하여야 할 위상지연의 값을 구하여 결정하는 것이라 할 수 있는데, 이 두가지 방법은 수학적으로 동가이다.

<54> 즉, 배열안테나 설계의 목적은, 원하는 빔패턴을 형성하도록 복소 웨이트 벡터

' \underline{w} '의 값을 결정하므로써, 궁극적으로는 안테나 소자에 유기된 신호들과 복소 웨이트 벡터 \underline{w} 의 내적결과인 배열 안테나의 출력을 원하는 값에 근접시키고자 함에 있으며, 상기 복소 웨이트 벡터 \underline{w} 의 모든 요소의 크기를 1로 정규화하고 각 안테나 소자에 유기된 신호값에 웨이트 벡터 \underline{w} 를 곱한다는 것은 그 신호에 이득벡터 \underline{w} 의 위상만큼의 위상지연을 가하는 것이 된다. 따라서, 배열안테나를 설계한다는 것은 배열안테나를 구성하고 있는 각 안테나 소자에 부가할 위상지연의 값을 결정하는 것으로 귀결될 수 있다.

<55> 인접한 안테나 소자간의 거리를 $\lambda_c/2$ (단, λ_c 는 입력신호의 캐리어 주파수의 파장임)로 정한 선형배열안테나인 경우, m 번째 안테나 소자에 유기되는 신호를 주파수 저역천이한 후의 신호를 다음 수학적식2와 같이 나타낼 수 있다.

<56> 【수학적식 2】

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^M s_k(t) e^{j(m-1)x \sin \theta_k} + n_m(t)$$

<57> (단, $s_k(t)$ 는 k 번째 신호원으로 부터 전송된 신호가 기준안테나에서 수신된 값이고, θ_k 는 k 번째 신호원의 도달각이며, $n_m(t)$ 는 m 번째 안테나에 더해져지는 잡음이며, 아래첨자 m 은 기준안테나를 $m=1$ 로 하며 $m=2, 3, \dots, N$ 까지 수신 혹은 송신신호 위상크기순서를 나타내는 첨자임)

<58> 상기 수학적식2에서 M 개의 신호성분중 어느 하나가 원신호이며 나머지 $M-1$ 개의 신호는 간섭신호로서 잡음 $n_m(t)$ 와 함께 통신을 방해하는 요소이다. 또한, 상기 수학적식2는 균등간격($\lambda_c/2$)의 선형배열안테나 경우를 위한 식이지만 선형배열이 아닌 경우에도

일반적으로 적용된다.

<59> m번째 안테나와 기준안테나와의 거리를 d_m 이라하면, 그 안테나의 신호는 기준안테나의 신호와 하기 수학식3 만큼의 위상차가 나게 된다.

<60> 【수학식 3】

$$2\pi \frac{d_m}{\lambda_c} \sin \theta_k$$

<61> 따라서 비균등 간격이거나 비선형배열의 경우 m번째 안테나에 유기되는 신호는 다음 수학식4와 같이 나타낼 수 있다.

<62> 【수학식 4】

$$x_m(t) = \sum_{k=1}^M s_k(t) e^{j2\pi \frac{d_m}{\lambda_c} \sin \theta_k} + n_m(t)$$

<63> 본 발명에서는 상기 각 안테나소자에 가할 위상지연 혹은 시간지연을 모두 양수(+)로 만들기 위해, 수신모드에서는 가장 위상이 늦은 신호가 유기되는 안테나소자를 기준 안테나소자로 삼고, 송신모드에서는 신호의 전달방향이 반대이므로 가장 위상이 빠른 안테나소자가 기준안테나소자가 된다.

<64> 이렇게 기준 안테나소자를 정의하면, 실제로 배열 안테나를 설계함에 있어서, 상기 기준 안테나소자에 유기되는 신호에는 항상 위상차가 없게(0 위상)되고 여타의 안테나소자에는 모두 양의 위상차를 가하여 손쉽게 배열안테나를 설계할 수 있게 된다.

<65> 만일, 상기 배열안테나가 N개의 안테나소자로 구성되어 있다면, 매 스냅샷마

다 N-by-1 신호벡터(일반적으로 요소의 개수가 N개인 벡터를 'N-by-1' 벡터라고 함)를 받게 되며 그 수신신호의 벡터 표현은 다음의 수학식5와 같다.

<66> 【수학식 5】

$$\underline{x}(t) = A \underline{s}(t) + \underline{n}(t)$$

<67>

상기 수학식5에서 수신신호 $\underline{x}(t)$ 가 N-by-1 이므로 잡음 $\underline{n}(t)$ 도 N-by-1크기의 벡터이고, M개의 신호가 수신되었다고 하면, $\underline{s}(t)$ 는 M-by-1이 된다.

<68>

따라서 상기 수학식5의 $\underline{x}(t)$, $\underline{n}(t)$, $\underline{s}(t)$ 에 대한 각 요소는 다음의 수학식6 내지 8과 같이 구성된다.

<69> 【수학식 6】

$$\underline{x}(t) = [x_1(t) \ x_2(t) \ \cdots \ x_N(t)]^T$$

<70> (단, 윗첨자 T는 전치(Transpose) 연산자임)

<71> 【수학식 7】

$$\underline{n}(t) = [n_1(t) \ n_2(t) \ \cdots \ n_N(t)]^T$$

<72> 【수학식 8】

$$\underline{s}(t) = [s_1(t) \ s_2(t) \ \cdots \ s_M(t)]^T$$

<73> 또한 방향벡터

A는 M개의 신호가 N개의 배열 안테나로 수신되는 방향을 나타내므로 N-by-M의 행렬로 되고, 각 열은 안테나 요소들의 신호방향을 나타내는데 다음과 같이 구성될 수 있다.

<74>

A 는 $N \times M$ 크기의 행렬로 그 각 열은 아래의 수학식9와 같다.

<75> 【수학식 9】

$$a(\theta_k) = [1 \ e^{j\pi \sin \theta_k} \ \dots \ e^{j(N-1)\pi \sin \theta_k}]$$

<76>

(단, k는 M개의 신호중 k번째 신호에 해당됨)

<77>

본 발명에서 이용하는 비선형 온-오프(Nonlinear On-Off)방식은, 수신신호의 출력 파워에 대한 그래디언트값을 구하고, 그 부호에 따라 적응이득의 증감을 결정한 다음, 현재의 위상지연 벡터에 더해 갱신된 위상지연 벡터를 구하는 것으로, 다음 수학식10과 같다.

<78> 【수학식 10】

$$\Phi_{n+1} = \Phi_n + \mu \cdot \text{sign}(\nabla P)$$

<79>

(단, 위상지연벡터 Φ 는 $[\phi_1 \ \phi_2 \ \dots \ \phi_N]$ 로 구성되며, 편의상 각 안테나의 위치가 반파장씩 떨어져 있는 N개의 선형어레이를 고려하고, μ 는 출력파워의 그래디언트값에 대한 증감정도를 결정하는 적응이득이며, ∇P 는 출력파워의 그래디언트값이고, sign 은 시그넘함수로 ∇P 의 부호에 따라 양수 또는 음수로 나타냄)

<80>

상기 적응이득값(μ)은 다양한 컴퓨터 모의 실험결과, 본 발명의 기술을 일반적인

육상이동통신 환경에 적용할 경우 0.01~0.5범위내로 하는 것이 최적의 성능을 발휘함을 알 수 있었다.

<81> ∇P 상기 수학식10의 위상벡터를 구하기 위해서 우선 출력파워의 그래디언트 를 구해보자

<82> 【수학식 11】

$$\nabla P = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix}$$

<83> ∇P 는 각 안테나에 대한 출력파워를 위상값으로 그래디언트한 값이며, N개의 안테나중 m번째 안테나 요소(Element)의 파워에 대한 그래디언트 값은 $\nabla_m P$ 이고, 출력파워를 위상으로 그래디언트 하기위해서는 위상을 포함하고 있는 이득벡터로의 그래디언트도 고려(체인 룰(Chain rule)을 적용하면 됨)해야 하므로 다음 수학식12와 같이 된다.

<84> 【수학식 12】

$$\nabla_m P = \frac{\partial P}{\partial \phi_m} = \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m}$$

<85> 따라서 각 안테나 소자의 파워에 대한 그래디언트 값은 수학식13과 같이 표현된다.

<86> 【수학식 13】

$$\nabla P = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = Re \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial w_1^*} \frac{\partial w_1^*}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial w_2^*} \frac{\partial w_2^*}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial w_N^*} \frac{\partial w_N^*}{\partial \phi_N} \end{bmatrix}$$

<87> 상기 수학식13에서 안테나 소자 파워중 m번째에 해당되는 그래디언트 값 $\nabla_m P$ 를 구해보자

<88> 웨이트 벡터와 수신신호가 계산된 출력신호는 하기 수학식14가 되고,

<89> 【수학식 14】

$$y = \underline{w}^* \cdot x = \sum_{m=1}^N w_m^* x_m$$

<90> 출력신호에 의한 파워(Power) 값은 하기 수학식15가 된다.

<91> 【수학식 15】

$$P = y \cdot y^*$$

<92> 그러므로, 상기 수학식12를 구해보면 다음과 같다.

<93> 【수학식 16】

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial w_m^*} &= \frac{\partial}{\partial w_m^*} \left(\sum_{m=1}^N w_m^* x_m \sum_{n=1}^N x_n^* w_n \right) \\ &= x_m \sum_{n=1}^N x_n^* w_n = x_m y^* \end{aligned}$$

<94> 【수학식 17】

$$\frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} = -j e^{-j\phi_m} = -j w_m^*$$

<95>

상기 수학식16 및 17을 종합하면 $\nabla_m P$ 를 다음과 같이 구할 수 있다.

<96> 【수학식 18】

$$\nabla_m P = \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} = -j x_m w_m^* y^*$$

<97>

상기 수학식18은 실수값이므로 다음과 같이 간단하게 표현할 수 있다.

<98> 【수학식 19】

$$\nabla_m P = \text{Im}[x_m w_m^* y^*]$$

<99>

(단, Im 은 실수값을 제외한 허수값을 취하라는 수식임)

<100>

따라서 모든 안테나소자의 파워에 대한 그래디언트 값은 다음 수학식20과 같다.

<101> 【수학식 20】

$$\nabla P = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = \text{Re} \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial w_1^*} \frac{\partial w_1^*}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial w_2^*} \frac{\partial w_2^*}{\partial \phi_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial P}{\partial w_N^*} \frac{\partial w_N^*}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = \text{Im} \begin{bmatrix} x_1 w_1^* y^* \\ x_2 w_2^* y^* \\ \vdots \\ x_N w_N^* y^* \end{bmatrix}$$

<102>

그러므로 상기 수학식20을 상기 수학식10에 대입한 다음, 위상을 갱신해 주면 다음 수학식21과 같이 웨이트도 결정되어 진다.

<103> 【수학식 21】

$$w_{n+1} = e^{j\theta_{n+1}}$$

<104> 지금까지 일실시예로서 설명한 최적의 위상지연벡터를 구하는 전체적인 과정을 도 2를 참조하여 다시한번 종합해 보면 다음과 같다.

<105> 우선, 최초 신호를 수신하기 전에 웨이트 벡터 $w(0)$ 를 임의의 값으로 초기화하고, 스냅샷 인덱스(Snapshot index)를 초기화한다(201). 여기서 '스냅샷'이라 함은 배열안테나에 입사되는 신호를 관측하여 새로운 웨이트 벡터 w (혹은 위상지연 벡터)를 계산하는 시간을 말하며, 본 발명에서는 매 스냅샷마다 새로 입사되는 신호값에 알맞은 웨이트 벡터(혹은 위상지연 벡터)를 산출해 내어 현재 입사된 신호값에 적응하는 배열안테나를 매 스냅샷마다 설계한다.

<106> 그리고 나서, 최초 신호($x(t)$)가 수신되면, 그에대한 출력신호($y = w^H \cdot x$)를 계산하고(202), 각 안테나소자의 출력과위에 대한 그래디언트값을 상기 수학식18과 같이 계산하며(203), 각 안테나소자의 출력과위에 대한 그래디언트의 부호를 판별하여 적응이득값의 증감을 결정한 다음, 상기 수학식10과 같이 현재의 안테나 위상값에 더하여 새로운 위상값으로 갱신한다(204). 또한, 상기한 바와 같이 갱신된 위상벡터를 이용해 상기 수학식21과 같이 웨이트 벡터를 갱신한다(205).

<107> 그리고, 다음 웨이트 값 갱신이 필요하면, 다음 신호($x(t)$)를 수신하고 그에대한 출력신호($y = w^H \cdot x$)를 계산하는 과정(202)으로 되돌아가, 매 스냅샷마다 수신되는 신호에 대해 상기 과정을 반복 수행한다(207).

- <108> 본 실시예에 따른 신호처리 방법은, 원신호의 방향은 물론 모든 간섭신호의 방향 성분에 대한 일체의 사전정보를 필요로 하지 않으므로, 블라인드(Blind) 신호에 대한 적응배열안테나시스템에도 적합하게 이용될 수 있다.
- <109> 또한 본 실시예에 따른 신호처리 방법에서 최적의 위상지연벡터를 구하는데 필요한 계산량은, 안테나소자의 수를 N 이라 할 때, 출력신호계산에서 $O(N)$, 출력파워의 그래디언트 계산에서 $O(2N)$, 위상지연벡터계산에서 $O(N)$ 가 각각 요구되어, 매 스냅샷마다 총 계산량은 $O(4N)$ 가 된다.
- <110> 따라서, 종래의 온-오프 알고리즘의 계산량인 $O(2N^2+2N)$ 보다 획기적으로 단순화되어 범용프로세서를 사용하여도 이동통신을 비롯한 대부분의 실제 통신환경에서 신호재생 및 송신을 실시간으로 처리할 수 있게 된다. 물론, 단말기의 이동속도가 150Km/h를 넘지않는 육상이동통신에서는 이미 널리 사용되고 있는 범용의 신호처리 프로세서를 사용해서도 특별한 기술적인 어려움이 없이 처리할 수 있다.
- <111> 컴퓨터 모의실험 결과, 본 발명의 알고리즘에 따른 배열안테나시스템을 사용할 때, 원신호 방향으로 최대이득의 빔패턴이 형성되었으며 또한 안테나 수에 따른 가입자 수용능력도 분석되어었는데, 예컨대 처리이득이 100(전송 대역폭이 신호 대역폭의 100배)이고 비트 에러율(Bit Error Rate)이 10^{-2} 요구되는 경우에, 종래의 일반 안테나시스템에서는 약 4개의 이동단말만을 수용할 수 있었음에 반하여, 본 발명에 따른 배열안테나시스템의 경우는 12개 안테나 소자 사용시 60여명 정도의 가입자를 수용할 수 있었다. 또한, 코드 분할 다중 접속(CDMA) 방식의 현 IS-95 규격에서와 같이 0.2 비트 에러율이 요구될 때에는, 종래의 일반 안테나시스템보다 본 발명에 따른 배열안테나시스템(12개의 안테나 소자사용)이 약 6배의 수용능력향상이 이루어짐을 확인할 수 있었다.

<112> < 2차원 최적 배열 안테나 설계 >

<113> 도 3은 본 발명이 적용되는 CDMA 이동통신망의 2차원 배열안테나시스템의 일예시도이고, 도 4는 상기 도 3과 같은 2차원 배열안테나시스템에서 이상적인 빔패턴을 형성하기 위한 신호처리 방법의 일실시에 흐름도이다.

<114> 이하에서는 N 개의 안테나 소자로 구성된 배열안테나에 대한 신호처리 방법에 대하여 상세히 살펴보기로 한다.

<115> 도 3에 도시된 바와 같이, 가로방향과 세로방향으로 이웃하는 어레이는 각기 반 파장 거리로 떨어져 있고, 안테나에 입사하는 신호는 협대역 평면파임을 가정하면, 각 안테나 소자들은 같은 각도의 입사각을 갖는다. 그리고, 이차원 어레이에 입사하는 신호들은 각 안테나 간에 다음(수학식22 및 수학식23)과 같은 시간지연과 그에 따른 위상차를 갖는다.

<116> 【수학식 22】

$$\gamma_x = \frac{d \sin \theta \cos \phi}{c}, \quad \gamma_y = \frac{d \sin \theta \sin \phi}{c}$$

<117> (단, 첨자 x는 가로방향, 첨자 y는 세로방향을 나타냄)

<118> 【수학식 23】

$$\phi_x = \pi \sin \theta \cos \phi, \quad \phi_y = \pi \sin \theta \sin \phi$$

<119> (단, 첨자 x는 가로방향, 첨자 y는 세로방향을 나타냄)

<120> 각 안테나의 위치가 앞에서 전제한 바와 같이 편의상 반파장씩 떨어져 있는 N 개의 선형 배열안테나를 고려해 볼 때, 기준안테나로부터 가로방향으로 m, 세로방향으로 m 만큼 떨어져 있는 안테나에 입사되는 신호는 다음 수학식24와 같이 쓰여질 수 있다.

<121> 【수학식 24】

$$x_{m,n}(t) = \sum_{k=1}^L s_k(t) e^{j[(m-1)x \sin \theta_s \cos \theta_s + (n-1)x \sin \theta_s \sin \theta_s]} + n_{m,n}(t)$$

<122>

(단, $s_k(t)$ 는 k번째 신호원으로부터 전송된 신호가 기준안테나에서 수신된 값이고, θ_k 는 k번째 신호원의 도달각의 고도를 나타내며, ϕ_k 는 k번째 신호원의 도달각의 방위각을 나타냄. 또한 잡음값 $n_{m,n}(t)$ 는 기준안테나로부터 가로방향으로 m, 세로방향으로 m 번째 떨어져 있는 안테나에 더하여 지는 평균이 영인 백색 가우시안 부가잡음임)

<123>

따라서 N 개의 수신신호들로부터 수신신호($\underline{x}(t)$)는 다음 수학식25 같이 나타낼 수 있다.

<124> 【수학식 25】

$$\underline{x}(t) = A \underline{s}(t) + \underline{n}(t)$$

<125>

상기 수학식25에서 수신신호 $\underline{x}(t)$ 는 아래의 수학식26과 같이 구성된다.

<126> 【수학식 26】

$$\begin{aligned} \mathbf{x}(t) = [& x_{1,1}(t) \ x_{1,2}(t) \ \cdots \ x_{1,N}(t) \\ & x_{2,1}(t) \ x_{2,2}(t) \ \cdots \ x_{2,N}(t) \\ & \cdots \\ & x_{N,1}(t) \ x_{N,2}(t) \ \cdots \ x_{N,N}(t)]^T \end{aligned}$$

<127> 또한, 각 안테나 수신단에 더해지는 잡음 벡터는 다음 수학식27과 같이 구성된다.

<128> 【수학식 27】

$$\begin{aligned} \mathbf{n}(t) = [& n_{1,1}(t) \ n_{1,2}(t) \ \cdots \ n_{1,N}(t) \\ & n_{2,1}(t) \ n_{2,2}(t) \ \cdots \ n_{2,N}(t) \\ & \cdots \\ & n_{N,1}(t) \ n_{N,2}(t) \ \cdots \ n_{N,N}(t)]^T \end{aligned}$$

<129>

따라서, 상기 수신신호 $\mathbf{x}(t)$ 와 잡음벡터 $\mathbf{n}(t)$ 는 각각 그 크기가 $N^2 \times 1$ 이고, $\mathbf{s}(t)$ 는 크기가 $M \times 1$ 인 신호성분으로 구성된 벡터이다. 또한 방향벡터 \mathbf{A} 는 크기가 $N^2 \times M$ 인 행렬로서 각각 열벡터 성분은 $\mathbf{a}(\theta_k, \phi_k)$ 이며 각 구성성분은 다음 수학식28과 같이 나타낼 수 있다.

<130> 【수학식 28】

$$\begin{aligned} \mathbf{a}(\theta_k, \phi_k) = [& 1 \ \alpha \ \alpha^2 \ \cdots \ \alpha^{N-1} \\ & \beta \ \alpha\beta \ \alpha^2\beta \ \cdots \ \alpha^{N-1}\beta \\ & \cdots \\ & \beta^{N-1} \ \alpha\beta^{N-1} \ \alpha^2\beta^{N-1} \ \cdots \ \alpha^{N-1}\beta^{N-1}] \end{aligned}$$

<131>

(단, $\alpha = e^{j\pi \sin\theta_k \cos\phi_k}$ 이고, $\beta = e^{j\pi \sin\theta_k \sin\phi_k}$ 임)

<132>

또한, 최적의 웨이트를 구하기 위하여 조정되어질 각 배열안테나 소자의 위상 Φ 는 다음과 같다.

<133> 【수학식 29】

$$\Phi = [\phi_1 \ \phi_2 \ \cdots \ \phi_N]$$

<134>

본 실시예에 대한 배열안테나의 위상벡터 Φ 및 출력파워의 그래디언트 ∇P 를 구하는 방법은, 배열안테나 수를 N개에서 N^2 개로 바꿔주는 것 외에는 앞에서 설명한 일차원 배열안테나에서 적용한 방법과 동일하다.

<135>

따라서, 각 안테나 소자의 파워에 대한 그래디언트 값은 다음과 같이 표현된다.

<136> 【수학식 30】

$$\nabla P = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = Re \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial w_1^*} \frac{\partial w_1^*}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial w_2^*} \frac{\partial w_2^*}{\partial \phi_2} \\ \vdots \\ \frac{\partial P}{\partial w_N^*} \frac{\partial w_N^*}{\partial \phi_N} \end{bmatrix}$$

<137>

상기 수학식30에서, 웨이트 벡터는 다음 수학식31 같이 구성된다.

<138> 【수학식 31】

$$\underline{w}(t) = \begin{bmatrix} w_{1,1}(t) & w_{1,2}(t) & \cdots & w_{1,N}(t) \\ w_{2,1}(t) & w_{2,2}(t) & \cdots & w_{2,N}(t) \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ w_{N,1}(t) & w_{N,2}(t) & \cdots & w_{N,N}(t) \end{bmatrix}^T$$

<139>

이제 안테나 소자 파워중 m 번째에 해당되는 그래디언트값($\nabla_m P$)을 구해보자.

<140>

웨이트 벡터와 수신신호가 계산된 출력신호는 하기 수학식32과 같고, 출력신호에 의한 파워(Power) 값은 하기 수학식33과 같으므로, 하기 수학식34 및 수학식35을 종합하면 상기 그래디언트값($\nabla_m P$)을 다음 수학식36과 같이 구할 수 있다.

<141> 【수학식 32】

$$y = \underline{w}^* \cdot \underline{x} = \sum_{m=1}^M w_m^* x_m$$

<142> 【수학식 33】

$$P = y \cdot y^*$$

<143> 【수학식 34】

$$\begin{aligned} \frac{\partial P}{\partial w_m^*} &= \frac{\partial}{\partial w_m^*} \left(\sum_{m=1}^M w_m^* x_m \sum_{n=1}^M x_n^* w_n \right) \\ &= x_m \sum_{n=1}^M x_n^* w_n = x_m \cdot y^* \end{aligned}$$

<144> 【수학식 35】

$$\frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} = -j e^{-j\phi_m} = -j w_m^*$$

<145> 【수학식 36】

$$\nabla_m P = \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} = -j x_m w_m^* y^*$$

<146> 상기 수학식35은 실수값이므로 상기 수학식36은 다음과 같이 간단하게 표현할 수

있다.

<147> 【수학식 37】

$$\nabla_m P = \text{Im}[x_m w_m^* y^*]$$

<148> 따라서 모든 안테나 소자의 파워에 대한 그래디언트 값은 다음과 같다.

<149> 【수학식 38】

$$\nabla P = \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = \text{Re} \begin{bmatrix} \frac{\partial P}{\partial w_1^*} \frac{\partial w_1^*}{\partial \phi_1} \\ \frac{\partial P}{\partial w_2^*} \frac{\partial w_2^*}{\partial \phi_2} \\ \dots \\ \frac{\partial P}{\partial w_N^*} \frac{\partial w_N^*}{\partial \phi_N} \end{bmatrix} = \text{Im} \begin{bmatrix} x_1 w_1^* y^* \\ x_2 w_2^* y^* \\ \dots \\ x_N w_N^* y^* \end{bmatrix}$$

<150> 그러므로 상기 수학식37을 이용해 다음 수학식39 및 수학식40과 같이 위상 및 웨이트를 갱신 할 수 있다.

<151> 【수학식 39】

$$\phi_{n+1} = \phi_n + \mu \cdot \text{sign}(\nabla P)$$

<152> 【수학식 40】

$$w_{n+1} = e^{j \phi_{n+1}}$$

<153> 앞에서 일실시예로서 설명한 최적의 위상지연벡터를 구하는 전체적인 과정을 도 4를 참조하여 다시한번 종합해 보면 다음과 같다.

- <154> 우선, 최초 신호를 수신하기 전에 웨이트 벡터 $\mathbf{w}(0)$ 를 임의의 값으로 초기화하고, 스냅샷 인덱스(Snapshot index)를 초기화한다(401). 최초 신호($\mathbf{x}(t)$)가 수신되면, 그에 대한 출력신호($y = \mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}$)를 계산한다(402).
- <155> 그리고 나서, 각 안테나소자의 출력파위에 대한 그래디언트값을 상기 수학식31과 같이 계산하며(403), 각 안테나소자의 출력파위에 대한 그래디언트의 부호를 판별하여 적응이득값의 증감을 결정한 다음, 상기 수학식40과 같이 현재의 안테나 위상값에 더하여 새로운 위상값으로 갱신한다(404). 또한, 상기한 바와 같이 갱신된 위상벡터를 이용해 상기 수학식41과 같이 웨이트 벡터를 갱신한다(405).
- <156> 그리고, 다음 웨이트 값 갱신이 필요하면, 다음 신호($\mathbf{x}(t)$)를 수신하고 그에 대한 출력신호($y = \mathbf{w}^H \cdot \mathbf{x}$)를 계산하는 과정(402)으로 되돌아가, 매 스냅샷마다 수신되는 신호에 대해 상기 과정을 반복 수행한다(407).
- <157> 본 실시예에 따른 신호처리 방법은, 원신호의 방향은 물론 모든 간섭신호의 방향에 대한 일체의 사전정보를 필요로 하지 않으므로, 블라인드(Blind) 신호에 대한 적응배열 안테나시스템에도 적합하게 이용될 수 있다.
- <158> 또한 본 실시예에 따른 신호처리 방법에서 최적의 위상지연벡터를 구하는데 필요한 계산량은, 안테나소자의 수를 'N'이라 할 때, 출력신호계산에서 $O(N^2)$, 출력파위의 그래디언트계산에서 $O(2N^2)$, 위상지연벡터계산에서 $O(N^2)$ 가 각각 요구되어, 매 스냅샷마다 총 계산량은 $O(4N^2)$ 가 된다. 그러므로, 본 발명에 따르면 2차원 배열안테나를 사용하더라도, 범용 프로세서를 이용해서 이동통신을 비롯한 실제의 통신환경에서 신호재생 및 송신을 실시간으로 처리할 수 있다.

<159> 이상에서 설명한 본 발명은 전술한 실시예 및 첨부된 도면에 의해 한정되는 것이 아니고, 본 발명의 기술적 사상을 벗어나지 않는 범위 내에서 여러 가지 치환, 변형 및 변경이 가능하다는 것이 본 발명이 속하는 기술분야에서 통상의 지식을 가진 자에게 있어 명백할 것이다.

【발명의 효과】

<160> 상기한 바와 같은 본 발명에 따르면, 각각의 안테나 위상에 대한 그래디언트 파워 증감 조사를 통해 각 안테나 위상을 독립적으로 결정하므로써, 종래의 온-오프(on-off) 알고리즘을 사용하는 경우보다 배열안테나 출력파워 증감을 더 정확하게 구할 수 있어 성능면에서 우수할 뿐만 아니라, 스냅샷당 빔형성 과정의 계산량이 현저하게 감소되기 때문에 빠른 응답을 요하는 이동통신시스템 등에 실제로 적용이 가능하다는 효과가 있다

<161> 또한, 간섭신호의 영향이 최소화되는 최적의 빔패턴을 각 가입자에게 제공하므로써 주어진 대역폭내에서 셀당 통신용량을 획기적으로 증가시키면서 통신품질도 향상시키는 매우 우수한 효과가 있다.

【특허청구범위】

【청구항 1】

코드분할다중접속방식(CDMA) 이동통신망을 위한 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법에 있어서,

웨이트 벡터와, 스냅샷 인덱스(Snapshot index)를 초기화하는 제 1 단계;

매 스냅샷마다 배열안테나의 출력파워를 각각의 위상에 대해 그래디언트하여 그 결과값의 부호에 따라 적응이득의 증감을 결정하고 각각의 안테나 위상에 보상해 주면서 새로운 위상을 갱신하는 제 2 단계; 및

매 스냅샷마다 상기 제 2 단계의 결과에 따라 웨이트값을 결정하여 상기 안테나 소자들 각각에 유기되는 신호에 가해주는 제 3 단계

를 포함하는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법.

【청구항 2】

제 1 항에 있어서,

상기 제 2 단계는,

신호가 수신되면, 그에대한 출력신호를 하기 수학식에 따라 계산하는 제 4 단계;

$$y = \underline{w}^H \cdot x$$

각 안테나소자의 출력파워에 대한 그래디언트값을 하기 수학식에 따라 계산하는 제 5 단계; 및

$$\nabla_m P = \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} = -j x_m w_m^* y^*$$

상기 각 안테나소자의 출력파위에 대한 그래디언트의 부호를 판별하여 적응이득값의 증감을 결정하고, 하기 수학식과 같이 현재의 안테나 위상지연벡터값에 더하여 새로운 위상지연벡터값으로 갱신하는 제 6 단계

$$\phi_{n+1} = \phi_n + \mu \cdot \text{sign}(\nabla P)$$

를 포함하는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법.

【청구항 3】

제 2 항에 있어서,

상기 제 3 단계는

상기 제 6 단계에서 갱신된 위상지연벡터를 이용해 하기 수학식과 같이 웨이트 벡터를 갱신하는 제 7 단계

$$w_{n+1} = e^{j \phi_{n+1}}$$

를 포함하는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법.

【청구항 4】

제 3 항에 있어서,

다음 신호가 수신되면, 상기 제 4 단계 내지 제 7 단계의 수행을 반복하는 제 8 단계

를 더 포함하여, 매 스냅샷마다 수신되는 신호에 대해 신호처리를 수행하는 것을 특징으로 하는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법.

【청구항 5】

제 1 항 내지 제 4 항중 어느 한 항에 있어서,

상기 적응배열안테나시스템은 1차원 선형 배열안테나 시스템인 것을 특징으로 하는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법.

【청구항 6】

제 1 항 내지 제 4 항중 어느 한 항에 있어서,

상기 적응배열안테나시스템은 2차원 배열안테나 시스템인 것을 특징으로 하는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법.

【청구항 7】

제 5 항에 있어서,

매 스냅샷마다 총 계산량(단, 안테나소자의 수를 N 이라함)은,

상기 출력신호계산에서 $O(N)$, 상기 출력파워의 그래디언트 계산에서 $O(2N)$, 상기 위상지연벡터계산에서 $O(N)$ 가 요구되어, 전체적으로 $O(4N)$ 의 계산량이 요구되는 것을 특징으로 하는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법.

【청구항 8】

제 6 항에 있어서,

매 스냅샷마다 총 계산량(단, 안테나소자의 수를 N 이라함)은,

상기 출력신호계산에서 $O(N^2)$, 상기 출력파워의 그래디언트계산에서 $O(2N^2)$, 상기 위상지연벡터계산에서 $O(N^2)$ 가 각각 요구되어, 전체적으로 $O(4N^2)$ 의 계산량이 요구되는 것을 특징으로 하는 CDMA 적응배열안테나시스템의 신호처리 방법.

【청구항 9】

기지국과 단말기간의 신호 송수신시 타겟단말기 방향으로만 송수신 이득을 최대화시키기 위해, 프로세서를 구비한 CDMA 적응배열안테나시스템에,

웨이트 벡터와, 스냅샷 인덱스(Snapshot index)를 초기화하는 제 1 기능;

매 스냅샷마다 배열안테나의 출력파워를 각각의 위상에 대해 그래디언트하여 그 결과값의 부호에 따라 적응이득의 증감을 결정하고 각각의 안테나 위상에 보상해 주면서 새로운 위상을 갱신하는 제 2 기능; 및

매 스냅샷마다 상기 제 2 단계의 결과에 따라 웨이트값을 결정하여 상기 안테나 소자들 각각에 유기되는 신호에 가해주는 제 3 기능

을 실현시키기 위한 프로그램이 수록된 컴퓨터로 판독가능한 기록매체.

【청구항 10】

기지국과 단말기간의 신호 송수신시 타겟단말기 방향으로만 송수신 이득을 최대화시키기 위해, 프로세서를 구비한 CDMA 적응배열안테나시스템에,

웨이트 벡터와, 스냅샷 인덱스(Snapshot index)를 초기화하는 제 1 기능;

신호가 수신되면, 그에대한 출력신호를 하기 수학식에 따라 계산하는 제 2 기능;

$$y = \underline{w}^H \cdot \underline{x}$$

각 안테나소자의 출력파위에 대한 그래디언트값을 하기 수학식에 따라 계산하는 제 3 기능;

$$\nabla_m P = \frac{\partial P}{\partial w_m^*} \frac{\partial w_m^*}{\partial \phi_m} = -j x_m w_m^* y^*$$

상기 각 안테나소자의 출력파위에 대한 그래디언트의 부호를 판별하여 적응이득값의 증감을 결정하고, 상기 수학식과 같이 현재의 안테나 위상지연벡터값에 더하여 새로운 위상지연벡터값으로 갱신하는 제 4 기능;

$$\underline{\phi}_{n+1} = \underline{\phi}_n + \mu \cdot \text{sign}(\nabla P)$$

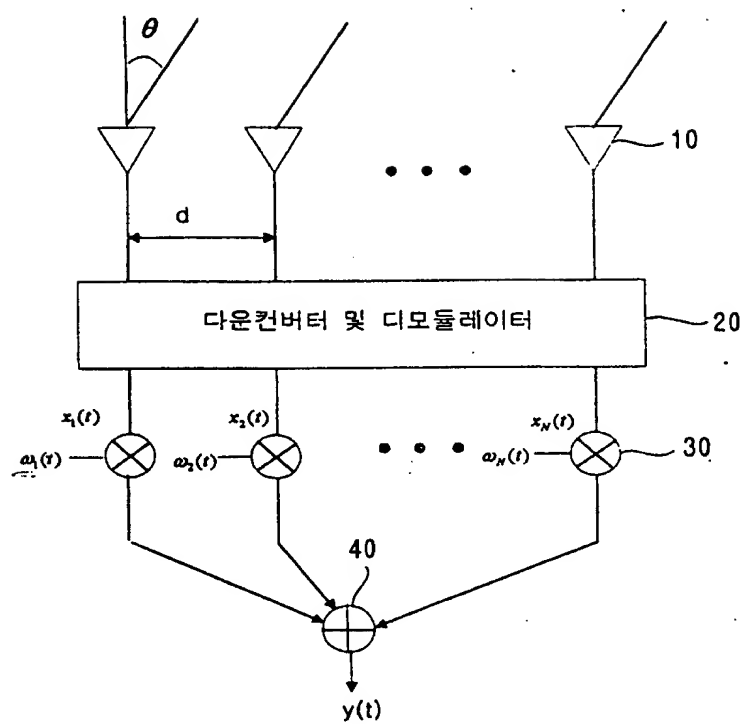
상기 갱신된 위상지연벡터를 이용해 하기 수학식과 같이 웨이트 벡터를 갱신하는 제 5 기능; 및

$$\underline{w}_{n+1} = e^{j \underline{\phi}_{n+1}}$$

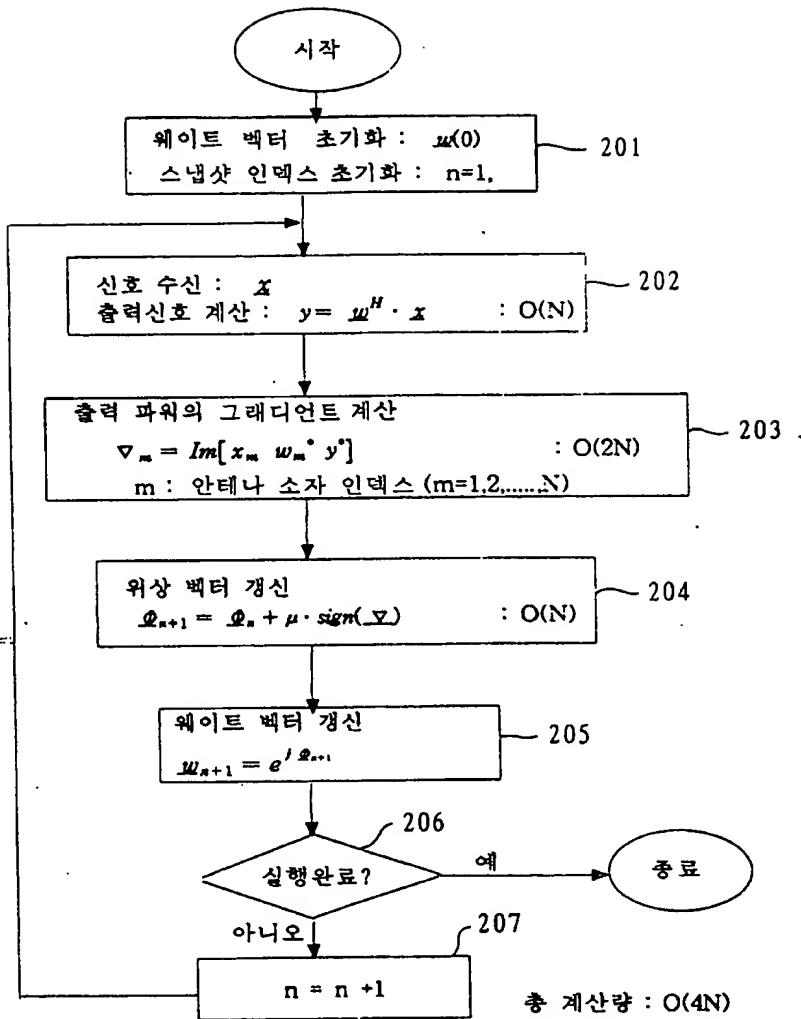
다음 신호가 수신되면, 상기 제 2 기능 내지 제 5 기능을 반복하는 제 6 기능을 실현시키기 위한 프로그램이 수록된 컴퓨터로 판독가능한 기록매체.

【도면】

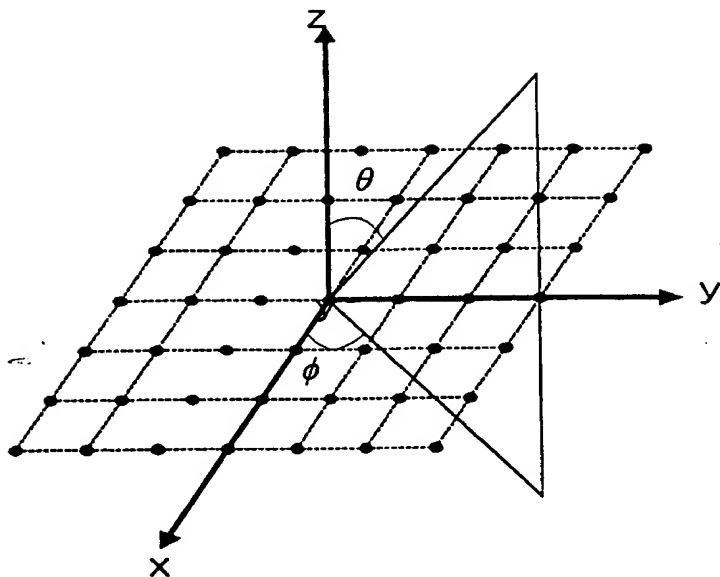
【도 1】



【도 2】



【도 3】



【도 4】

